

РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ OFDM-СИГНАЛІВ В СУЧАСНИХ МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ

В статті проаналізовані особливості OFDM сигналів. Представлена методика, яка дає змогу визначити кількість каналів та захищені інтервали за часом та частотою таким чином, щоб потужність міжканальних завад була мінімальною. Наведені розрахунки дозволяють визначити параметри сигналу забезпечуючого швидкість передачі інформації наближену до пропускну здатності каналу.

Ключові слова: модеми OFDM, інваріантність, завадостійкість, число піднесучих частот (підканалів)

Вступ і постановка задачі

Основною проблемою високошвидкісної передачі інформації є подолання невизначеності частотних характеристик, зумовлених неможливістю апіорного виміру цих характеристик (наприклад, в комутованій мережі, або зміною характеристик за часом).

Модеми OFDM, добре зарекомендували себе в каналах з розсіюванням. Вперше такі модеми стали застосовувати в телефонних радіоканалах декаметрового діапазону, оскільки їм властива довга послідовність, яка дозволяє ефективніше послабити вплив багатопроменевості на завадостійкість прийому, і разом з тим, забезпечити високу сумарну швидкість передачі. Ці переваги зумовили модеми OFDM одержати значний розвиток на провідних каналах тональних частот (ТЧ): довга послідовність при порівняно високій стійкості відносно імпульсних завад і переривань. Крім того, у OFDM-сигналу, виходячи з припустимих відхилень амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик (АФЧХ) каналу ТЧ, вибираються такими, щоб модем був нечутливим (інваріантним) до цих відхилень, чим би вони не були зумовлені (такий підхід називається інваріантним) [2].

Таким чином, однією з важливих особливостей OFDM-модемів є відносна інваріантність їх завадостійкості до форми АФЧХ каналу зв'язку, що дозволяє або зовсім відмовитися від коректування АФЧХ, або обмежитися застосуванням простих фазових коректорів, котрі забезпечують зниження нерівномірності групового часу затримки (ГЧЗ) до величин типових для одного чи декількох переприйомних ділянок.

Доцільність використання OFDM модемів для роботи провідними каналами зв'язку доведена експериментами і практичними розробками. Однак, до нинішнього часу відсутня методика вибору параметрів сигналу таких модемів, від яких багато в чому залежить їхня ефективність. Одним з найважливіших параметрів OFDM модемів є число піднесучих частот (підканалів) W . За інших рівних умов з ростом W збільшується тривалість тактового інтервалу і знижується ефективно використовувана смуга частот, що в сукупності зменшує вплив неідеальності АФЧХ каналу. Однак, при цьому збільшується кількість операцій, що виконуються при модуляції і демодуляції сигналу, зростає вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу [1].

Методика розрахунку параметрів OFDM-сигналів

Міжканальну величину W , що забезпечує модему зазначену вище властивість відносно інваріантності, можна визначити з результатів розрахунку потужності міжканальної перехідної завади (МПЗ), що виникає через неідеальність АФЧХ каналу.

Нижче наведено методику розрахунку потужності МПЗ, викладено методику визначення числа підканалів і інших параметрів OFDM-модемів, призначених для роботи за стандартними каналами ТЧ із різним числом переприйомів по НЧ.

При розрахунках вважаються фіксованими;

Δf - смуга пропуску каналу;

V - швидкість передачі повідомлення;

$K \geq V / \Delta f$ (K - ціле) – кратність модуляції.

АЧХ і ФЧХ каналу задаються нормованими шаблонами для кожного числа переприйомів.

Для кожного числа переприйомних ділянок установлені та визначені норми допустимої нерівномірності АЧХ. При розрахунку необхідно для різного числа переприйомних ділянок використовувати для даної кількості переприйомів. Зі збільшенням кількості переприйомів нерівномірність АЧХ відповідно збільшується. Для переходу до ФЧХ використовувалася наступна апроксимація для однієї переприйомної ділянки:

$$\psi(\omega) = 1,57 \left\{ \sin \left[2\pi \frac{(\omega - \omega_n)}{(\omega_g - \omega_n)} \right] + \frac{3,8(\omega - 1900 \cdot 2\pi)}{(\omega_g - 1900 \cdot 2\pi)} \right\}. \quad (1)$$

Для L переприйомних ділянок $\psi(\omega) = L \cdot \psi$, де L – кількість переприйомів ($L=1,2...5...5$):

ω - значення поточної частоти;

$\omega_g = 3400$ Гц – значення ВЧ;

$\omega_n = 300$ Гц – значення НЧ.

У W – каналному модемі тривалість тактового інтервалу:

$$\tau = KW / V. \quad (2)$$

Для зменшення міжканальних завад і міжсимвольних завад (МСЗ) перехідні процеси, що виникають на границях тактових інтервалів, частково вилучаються в демодуляторі введенням захисного інтервалу:

$$\Delta\tau_3 = \tau - T = \tau - 1/\Delta F; \quad (3)$$

де ΔF - відстань між піднесучими групового сигналу модему, $T = 1/\Delta F$ - тривалість обробки сигналу в демодуляторі.

Припускаючи ефективне використання смуги частот

$$F_{ef} \approx (W + 1) \cdot \Delta F \quad (4)$$

і ввівши обмеження $F_{ef} \leq \Delta\varphi$, приходимо до наступних нерівностей, що визначають області можливих значень параметрів OFDM модему:

$$\begin{aligned} 0 \leq \Delta\tau_3 \leq \frac{k \cdot \Delta f - V}{\Delta f \cdot V} \cdot W - \frac{1}{\Delta f}, \\ \frac{V}{k \cdot W} \leq \Delta F \leq \frac{\Delta f}{W + 1}, \quad \frac{k \cdot W}{V} \geq T \geq \frac{W + 1}{\Delta f}, \\ \frac{k \cdot \Delta f - V}{k} - \frac{V}{k \cdot W} \geq \Delta f_3 \geq 0, \end{aligned} \quad (5)$$

де $\Delta f_3 = \Delta f - f_{ef}$ - "частотний" захисний інтервал.

З приведених нерівностей (5) видно, що за інших рівних умов збільшення W дозволяє одночасно збільшити захисні інтервали і за частотою ($\Delta\varphi_3$) і за часом ($\Delta\tau_3$).

При фіксованому W потужність МПЗ не буде монотонно зменшуватися з ростом $\Delta\tau_3$, тому що при цьому зростає ΔF_{ef} і наближає крайні піднесучі каналу, до границь лінії, тобто зменшує $\Delta\varphi_3$. Тому для будь-якого W існує оптимальна тривалість $\Delta\tau_3$ (чи T), при якій потужність МПЗ мінімальна.

На L -му тактовому інтервалі груповий сигнал на виході модулятора:

$$S_l(t) = \sum_{n=1}^N S_{n,l}(t) = \sum_{n=1}^N a_{n,l} \cos\left[\left(n + \frac{n_0}{2}\right)2\pi \cdot \Delta Ft + \varphi_{n,l}\right],$$

$$l\tau - \frac{\tau}{2} \leq t \leq l\tau + \frac{\tau}{2},$$
(6)

де $a_{n,l}$, $\varphi_{n,l}$ - відповідно постійна амплітуда і початкова фаза, n_0 - ціле - визначає положення піднесучих смуги пропускання каналу і вибирається таким, щоб виконувалися нерівності:

$$F_1 = \left(n_1 + \frac{n_0}{2}\right)\Delta F > 300\Gamma\gamma,$$

$$F_w = \left(n_2 + \frac{n_0}{2}\right)\Delta F > 3400\Gamma\gamma,$$
(7)

де $n_1 = 1, n_w = W$

Багаточастотність OFDM-модему і використання шаблонів АЧХ і ГЧЗ приводять до спектрального методу розрахунку потужності МПЗ, а орієнтування на ЕОМ - до необхідності подання групового сигналу як періодичного - з періодом більшим ніж тривалість перехідних процесів. Розрахунки МПЗ проводилися для послідовності одиночних прямокутних імпульсів групового сигналу з періодом $T_n \gg \tau_{nn}$, τ - тривалість тактового інтервалу. При цьому для спрощення запису можна вважати $l=0$ і виключити індекс l з формул.

Користуючись розкладом в ряд Фур'є послідовності прямокутних відео-імпульсів тривалістю τ і періодом $T_n = \frac{2\pi}{\Omega}$:

$$f(t) = \frac{\Omega\tau}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin K\Omega\tau/2}{k} \cos K\Omega t,$$
(8)

було знайдено розклад в ряд Фур'є сигналів $S_n(t) = f(t)\cos(\omega_n t + \varphi_n)$ і $F_{n,s} = \varphi(t)\sin \omega_n t$. Для забезпечення періодичності цих сигналів з тим же періодом T_n виконано умову $\Delta Ft = 2p$ (p - ціле).

Розклад сигналу $S_n(t) = f(t)\cos(\omega_n t + \varphi_n)$ є лінійна комбінація F_n , $\xi(t)$ і $F_{n,c}(t)$:

$$S_n(t) = \cos\varphi_n F_{n,c}(t) - \sin\varphi_n F_{n,s}(t),$$
(9)

що можна привести до виду:

$$S_n(t) = \frac{\sin(\Omega\tau/2)}{\pi\tau} \cos\varphi_n + \sum_{k=1}^{\infty} a_{n,k} \cos[k\Omega t + \varphi_{n,k}].$$

Для розподілу підканалів у OFDM демодуляторах застосовується кореляційна обробка, при якій для кожного $1 \leq m \leq N$ обчислюється:

$$\dot{Z}_m = \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) e^{-j\omega m t} dt = Z_{c,m} + jZ_{s,m} \quad (10)$$

де t_0 - початок обробки l -го тактового інтервалу (задається пристроєм тактової синхронізації модему), $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ - відповідно відліки на косинусному і синусному виходах корелятора,

взяті після закінчення інтегрування. $S(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} S_n(t)$ - груповий сигнал на виході каналу зв'язку.

При подачі на вхід корелятора з опорною частотою $m\Omega$ (де $m = p(2m + m_0)$) однієї з спектральних складових $S_n(t)$, наприклад,

$$S_{n,k} = a_{n,k} \cdot k(k\Omega) \cos[k\Omega t + \varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)], \quad (11)$$

на виході корелятора сигнал можна представити як:

$$Z_{c,m}(n,k) = a_{n,k} \cdot k(k\Omega) \{ [U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \cdot \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k)S_{d,m}(k) + U_{s,m}(k)S_{s,m}(k)] \cdot \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}, \quad (12)$$

$$Z_{s,m}(n,k) = a_{n,k} \cdot k(k\Omega) \{ [U_{s,m}(k)S_{s,m}(k) - U_{d,m}(k)S_{d,m}(k)] \cdot \cos[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] - [U_{d,m}(k)C_{d,m}(k) - U_{s,m}(k)C_{s,m}(k)] \cdot \sin[\varphi_{n,k} + \psi(k\Omega)] \}, \quad (13)$$

де $U_{d,m}(k) = \frac{\sin[(k-m)\Omega T/2]}{(k-m)\Omega}$, $k \neq m$, $U_{d,m}(k) = T/2$, $k = m$.

$$U_{s,m}(k) = \frac{\sin[(k+m)\Omega T/2]}{(k+m)\Omega}, \quad (14)$$

$$S_{d,m}(k) = \sin[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)],$$

$$S_{s,m}(k) = \sin[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)],$$

$$C_{d,m}(k) = \cos[(k-m)\Omega(t_0 + T/2)],$$

$$C_{s,m}(k) = \cos[(k+m)\Omega(t_0 + T/2)].$$

В окремих випадках вирази для $Z_{c,m}$ і $Z_{s,m}$ можуть бути спрощені, наприклад, при $t_0 = -T/2$ або при виборі використання на вході демодулятора перетворення частоти вверх,

при якому $k + m \gg k - m$, що дозволяє знехтувати доданками, що містять у чисельнику сумарні частоти.

Компоненти міжканальної завади, що наводиться сигналом $S_n(t)$ у m -ий частотний підканал обчислювалися додаванням:

$$\begin{aligned} Z_{c,m}(n) &= \sum_{k=1}^{\infty} Z_{c,m}(n,k); \\ Z_{s,m}(n) &= \sum_{k=1}^{\infty} Z_{s,m}(n,k). \end{aligned} \quad (15)$$

Для кількісної оцінки впливу МПЗ розраховується величина:

$$\xi_m = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\sum_{n=1}^N {}_0(Z_{s,m}^2(n) + Z_{c,m}^2(n))}, \quad (16)$$

де: $n = \overline{1, N}$, а ${}_0$ біля знаку \sum означає виключення доданка з $n = m$.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c,m}^2(m) + Z_{s,m}^2(m)}. \quad (17)$$

Значення ξ_m як функції $\Delta\tau_3$ обчислені на ЕОМ для різних N і різного числа переприйомних ділянок.

Розрахунки проводилися при наступних додаткових умовах:

- 1) $V = 9600$ біт/с, $\Delta f = 3100$ Гц, $K = 4$;
- 2) $t_0 = -T/2$, що відповідає симетричному розташуванню інтервалу обробки сигналу в демодуляторі відносно початку і кінця імпульсу на вході каналу;
- 3) початкові фази в (5) $\phi_{l,n}$ покладалися рівними нулю.

Застосована в розрахунках енергетична оцінка МПЗ повинна бути інваріантна до вибору початкових піднесучих фаз $S(t)$.

Як і слід було очікувати, найбільш чутливими є канали, розташовані поблизу границь смуги пропускання тракту.

Це пояснюється властивостями характеристики частотних спотворень, внесених трактом: а саме, на границях смуги пропускання тракту нелінійність фазо-частотної і амплітудно-частотної характеристики різко зростає.

Якщо тривалість перехідних процесів перевищує величину захисного інтервалу і встановлення сигналу відбувається під час його обробки демодулятором, то розфільтровка групового сигналу супроводжується перехідною завадою, що виникає через порушення ортогональності каналних сигналів [5].

На рис.1-5 для числа переприйомів 1-5 представлені залежності $\xi_m(\Delta\tau_3)$ при $W=24, 48, 60, 96$ і 192 . Криві на рис.1-5 підтверджують відзначене вище твердження, про можливість при фіксованому W мінімізувати МПЗ вибором $\Delta\tau_3$ чи величини (T) , а також про зменшення впливу частотних спотворень каналу при збільшенні W .

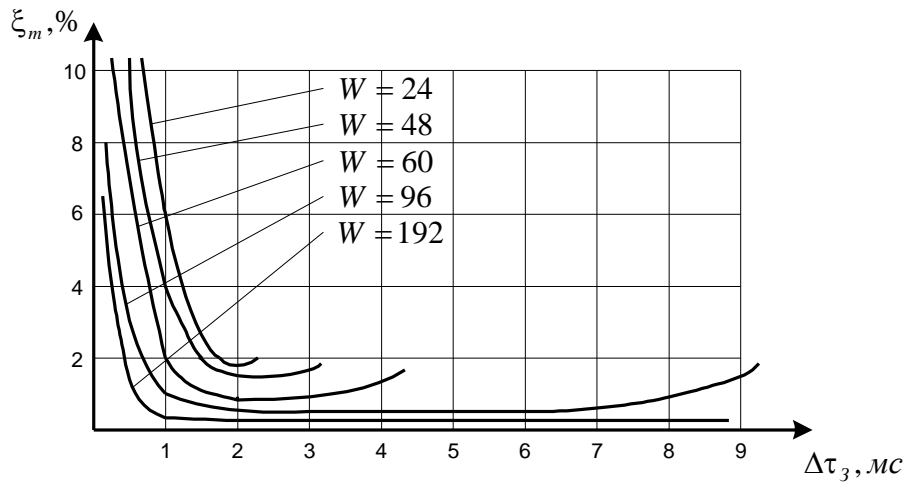


Рис.1. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для одного переприйому при різних W

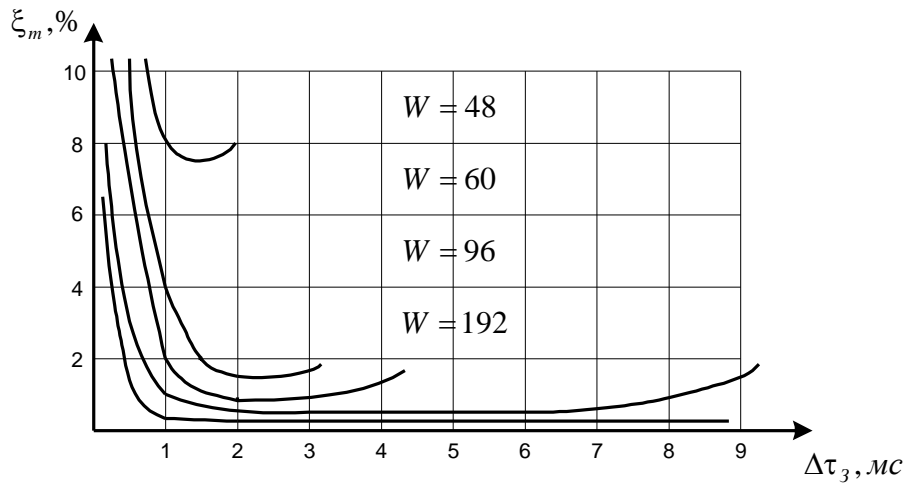


Рис.2. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для двох переприйомів при різних W

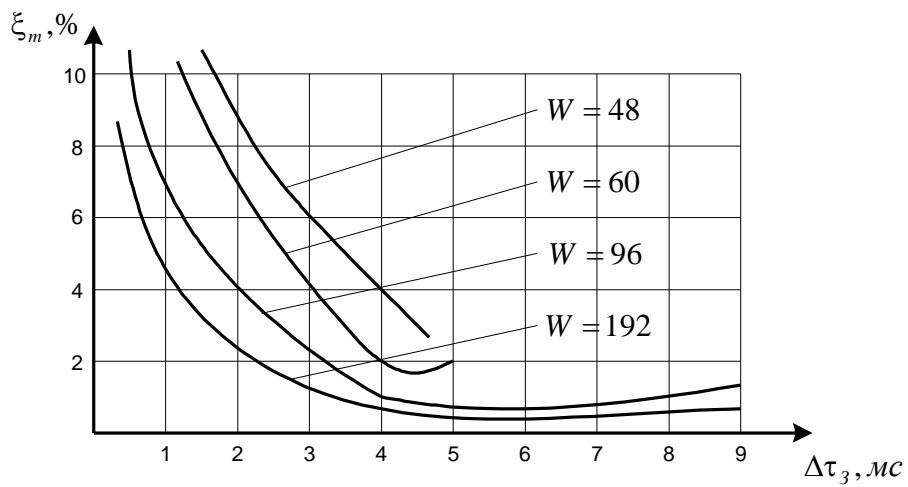


Рис.3. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для трьох переприйомів при різних W

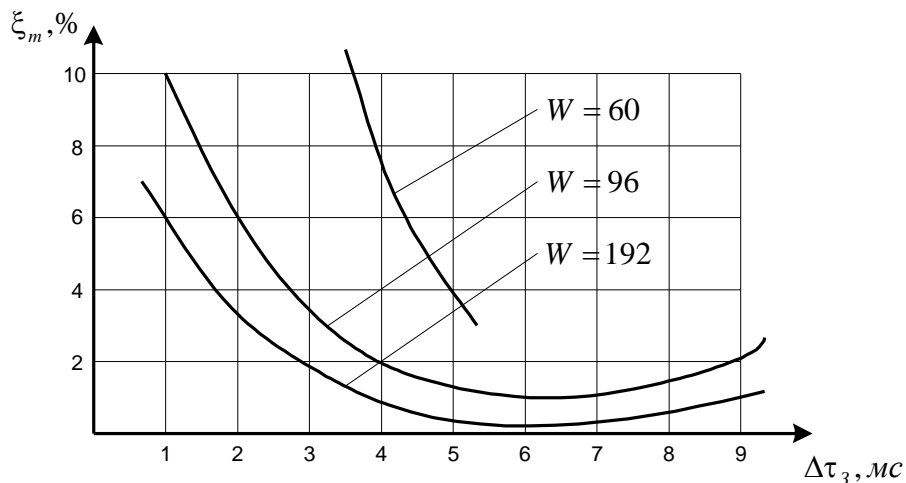


Рис.4. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для чотирьох переприйомів при різних W

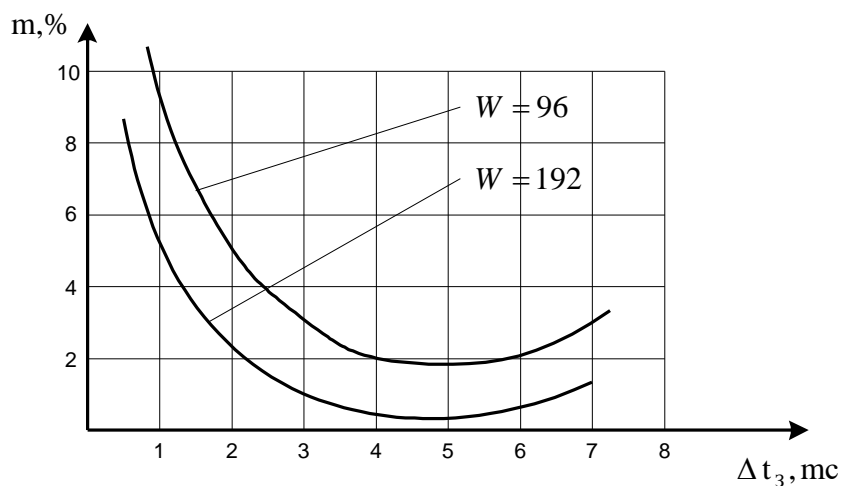


Рис.5. Залежність $\xi_m(\Delta\tau_3)$ для п'яти переприйомів при різних W

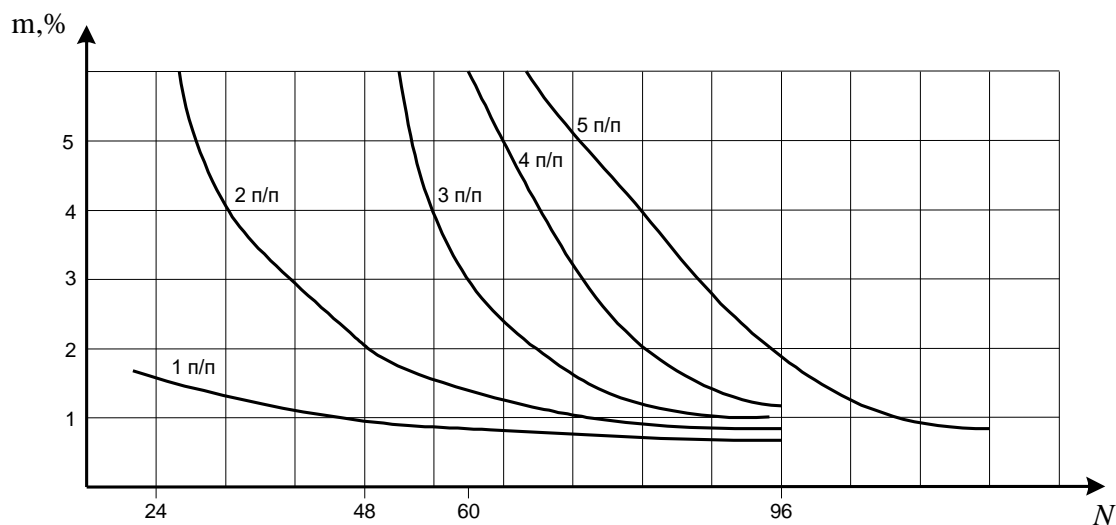


Рис.6. Залежність мінімально досяжних величин ξ_m для різної кількості переприйомів за НЧ

На рис. 6 приведені залежності мінімально досяжних величин ξ_m від кількості підканалів у модемі для різного числа переприйомів.

При виборі параметрів модему, зокрема величини W , необхідно забезпечити, щоб міжсимвольна завада (МСЗ) на фоні інших завад не впливала помітно на завадостійкість. Як відомо, рівень групового сигналу на виході ТЧ каналу $\approx -10\text{дБ}$. Допустимий рівень шуму $\approx 40\text{дБ}$. При $\xi_m \approx 1\%$ МПЗ практично непомітна на фоні шуму каналу, тому МПЗ дорівнює $\approx 3\text{дБ}$. Для чотириразової амплитудно-фазорізницевої модуляції (АФРМ) величина h^2 , при якій $P_k \leq 10^{-6}$, складає $\approx 25\text{дБ}$.

Наприклад, якщо вважати допустимою $\xi_m = 3\%$, то як випливає з розрахунків при $W=24$ прийнятний рівень МПЗ без коректування АФЧХ може забезпечуватися при наявності в каналі не більше 1 переприйому.

Якщо $W=96$, то така ж властивість модему забезпечується при наявності в каналі до 5 переприйомів.

Використання постійного фазового коректора дозволяє зменшити кількість підканалів у модемі. Так, наприклад, якщо коректор забезпечує залишкові нерівномірності АЧХ і характеристики групового часу запізнення (ГЧЗ) не гірші, ніж у каналі з двома змінами, то як випливає з рис.7, норма на величину ξ_m забезпечується при виборі $W \geq 48$.

Висновки

Таким чином, на підставі отриманих результатів, можна запропонувати наступну методику вибору параметрів OFDM-модему:

1. Вибирається припустима величина $1/\xi_m$ - відношення сигнал/шум і граничні нерівномірності АЧХ і характеристики ГЧЗ, обчислювальні кількістю залишкових переприйомів. За графіками рис.7 визначається мінімальна величина W .

2. За графіками рис.2-6 знаходиться величина тимчасового захисного інтервалу $\Delta\tau_3$, що забезпечує необхідну ξ_m .

3. Розраховуються величини $\tau, T, \Delta F, \{\varphi_i\}$, при $i=1, 2, \dots, W$.

Література

1. Баринов В.В., Оптимизация параметров OFDM-сигналов / Тихомиров А.В., Пронин А.А., Смирнов Н.И. – Электросвязь. – 2015. – № 12
2. Рычков Е.Н. Оценка и пути повышения помехоустойчивости тропосферных систем связи с OFDM-сигналами / Патюхов В.Г. – VIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». - Москва, 2014.
3. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE-The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. - JohnWiley&SonsLtd, 2011.-С.137.
4. Abdelkareem A., Sharif B., Tsimendis C., Neasham J. Compensation of Linear Multiscale Doppler for OFDM-Based Underwater Acoustic Communication Systems//Journal of Electrical and Computer Engineering. - 2012. - Vol.9 - P.891.
5. Патюков В.Г. Оценка погрешности в доплеровских системах / Патюков Е.В., Рычков Е.Н.– Журнал радиоэлектроники: электронный журнал.
6. Толубко В.Б. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку / Беркман Л.Б., Козелков С.В. – Зв'язок. – 2016. – № 4

Надійшла 12.07.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Дудикевич В. Б.